

[Claim 1] A spectrum spreading receiving apparatus comprising despreding means (10, 31, 32) for executing despreding by performing complex multiplication of I and Q outputs of semi-coherent detection means for performing semi-coherent detection with a received signal with a complex conjugate of a spreading code, wherein the despreding means comprises:

positivity and negativity inverting means (11a, 11b) for generating positivity and negativity inverted signals -I and -Q of the I and Q outputs of the semi-coherent detection means, respectively; and

selecting means (11c) for selecting and outputting one of the I and Q outputs of the semi-coherent detection means and the positivity and negativity inverted signals -I and -Q that corresponds to a position of the spreading code in an IQ plane, as a result of the complex multiplication.

[Claim 2] The spectrum spreading receiving apparatus according to claim 1, wherein the selecting means makes the selection based on a table associating the position of the spreading code in the IQ plane, and the one selected amongst the I and Q outputs of the semi-coherent detection means and the positivity and negativity inverted signals -I and -Q.

[Claim 3] The spectrum spreading receiving apparatus according to one of claims 1 and 2, wherein:

the spreading code is subjected to QPSK modulation such that said spreading code is located at 45 degrees, 135 degrees, -45 degrees or -135 degrees in the IQ plane; and

the I and Q outputs of the despreding means have a phase rotated by ± 45 degrees.

[Claim 4]

The spectrum spreading receiving apparatus according to claim 3, wherein:

the I and Q outputs of the despreding means are inputted in

coherent detection means (20); and

the coherent detection means is adopted to output a demodulated signal by performing complex multiplication of a complex conjugate of a channel estimation value given the same rotation as the I and Q outputs of the despreading means.

[Claim 5]

The spectrum spreading receiving apparatus according to claim 3, wherein the coherent detection means comprises channel estimation means (21) for outputting a channel estimation value using an average of a result of complex multiplication of a complex conjugate of a pilot symbol having a phase rotated by 45 degrees and the I and Q outputs of the despreading means and a result of complex multiplication of a complex conjugate of the pilot symbol having a phase rotated by -45 degrees and the I and Q outputs of the despreading means.

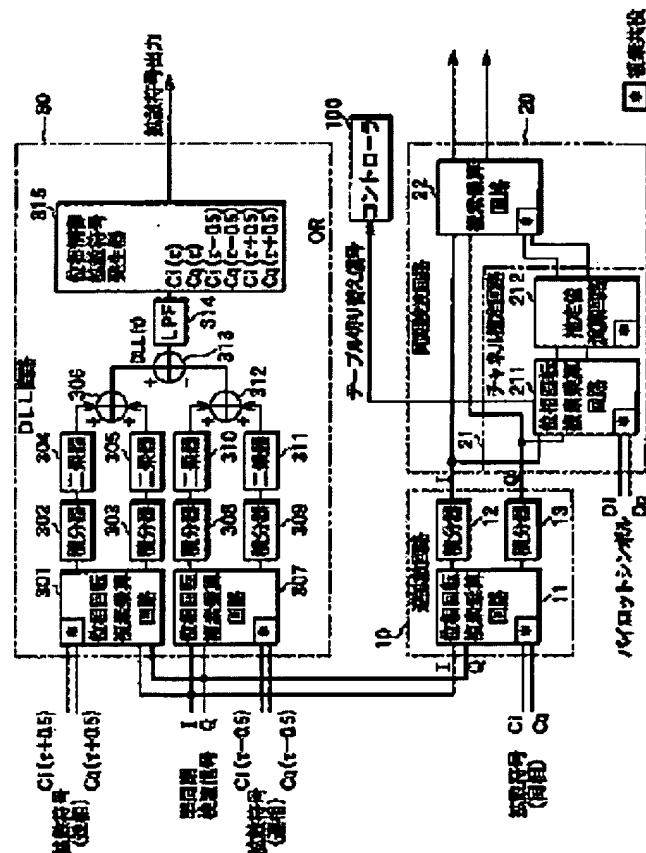
SPREAD SPECTRUM RECEIVER

Patent number: JP2001111455
Publication date: 2001-04-20
Inventor: HATTORI TOSHIHIRO; HIRAYAMA MASAHIRO;
 ISHIKAWA MASAYUKI; TERASAWA SADAHIRO;
 TAKEUCHI TOSHIHIRO
Applicant: NIPPON SOKEN; DENSO CORP
Classification:
 - international: **H04B1/707; H04B7/26; H04B1/707; H04B7/26;** (IPC1-
 7): H04B1/707; H04B7/26
 - european:
Application number: JP19990284780 19991005
Priority number(s): JP19990284780 19991005

Report a data error here

Abstract of JP2001111455

PROBLEM TO BE SOLVED: To easily execute inverse spreading processing in a spread spectrum receiver. **SOLUTION:** In an inverse spreading circuit 10 for executing inverse spreading and provided with a complex multiplication circuit 11 for executing the complex multiplication of a complex conjugate between outputs I, Q from a quasi-synchronous detection circuit and spreading codes, the circuit 11 is provided with a positive/negative inversion circuit 11a for inverting the positive/negative of a real number part I of a quasi-synchronous detection signal and outputting a positive/negative inversion signal -I, a positive/negative inversion circuit 11b for inverting the positive/negative of an imaginary number part Q of the quasi-synchronous detection signal and outputting a positive/negative inversion signal -Q and a selector 11c for selectively outputting the outputs I, Q of the quasi-synchronous detection signal and their positive/negative inversion signals -I, -Q.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-111455

(P2001-111455A)

(43) 公開日 平成13年4月20日 (2001.4.20)

(51) Int.Cl.⁷

H 0 4 B 1/707

7/26

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 B 7/26

テ-マ-ト* (参考)

D 5 K 0 2 2

M 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号

特願平11-284780

(22) 出願日

平成11年10月5日 (1999.10.5)

(71) 出願人 000004695

株式会社日本自動車部品総合研究所
愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 服部 敏弘

愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会
社日本自動車部品総合研究所内

(74) 代理人 100100022

弁理士 伊藤 洋二 (外2名)

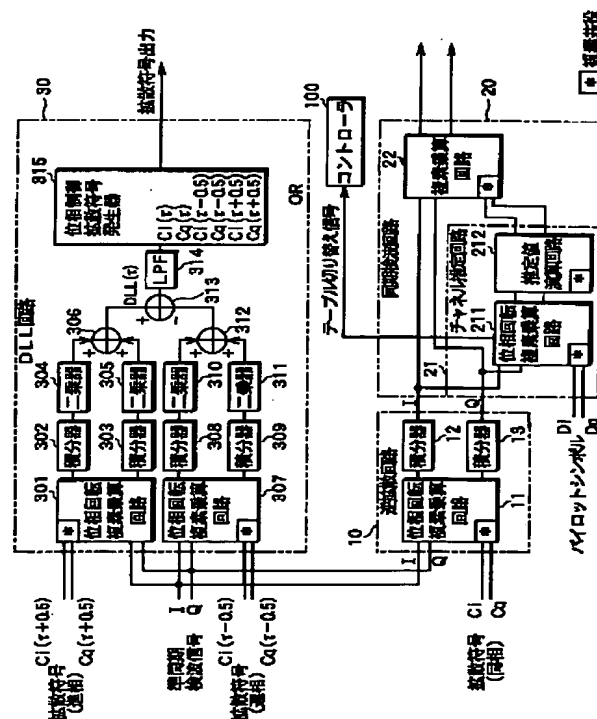
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトラム拡散受信機

(57) 【要約】

【課題】 スペクトラム受信機において逆拡散処理を簡単に行えるようにする。

【解決手段】 準同期検波回路の I、Q 出力と拡散符号の複素共役を複素乗算する複素乗算回路を備えて逆拡散を行う逆拡散回路において、複素乗算回路を、準同期検波信号の実数部 I を正負反転して正負反転信号 -I を出力する正負反転回路 11a と、準同期検波信号の虚数部 Q を正負反転して正負反転信号 -Q を出力する正負反転回路 11b と、拡散符号 C_i 、 C_q の値に応じ、準同期検波信号の I、Q 出力とそれらの正負反転信号 -I、-Q を選択し出力するセレクト 11c とから構成した。



BEST AVAILABLE COPY

【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号を準同期検波する準同期検波手段のI、Q出力と拡散符号の複素共役を複素乗算して逆拡散を行う逆拡散手段（10、31、32）を備えたスペクトラム拡散受信機において、

前記逆拡散手段は、

前記準同期検波手段のI、Q出力の正負反転信号－I、－Qをそれぞれ生成する正負反転手段（11a、11b）と、

前記準同期検波手段のI、Q出力とその正負反転信号－I、－Qの中から前記拡散符号のIQ平面上での配置に応じたものを選択し、前記複素乗算の結果として出力する選択手段（11c）とを有することを特徴とするスペクトラム拡散受信機。

【請求項2】 前記選択手段は、前記拡散符号のIQ平面上での配置と、前記準同期検波手段のI、Q出力とその正負反転信号－I、－Qの中から選択するものとは対応させたテーブルに基づいて前記選択を行うことを特徴とする請求項1に記載のスペクトラム拡散受信機。

【請求項3】 前記拡散符号は、前記IQ平面上で 45° 、 135° 、 -45° 、 -135° に配置されるようにQPSK変調されたものであって、前記逆拡散手段のI、Q出力は、位相が $\pm 45^\circ$ 回転したものになっていることを特徴とする請求項1又は2に記載のスペクトラム拡散受信機。

【請求項4】 前記逆拡散手段のI、Q出力は、同期検波手段（20）に入力され、この同期検波手段は、位相が前記逆拡散手段のI、Q出力と同じだけ回転したチャネル推定値の複素共役と前記逆拡散手段のI、Q出力とを複素乗算して復調信号を出力するようになっていて、ことを特徴とする請求項3に記載のスペクトラム拡散受信機。

【請求項5】 前記同期検波手段は、パイロットシンボルの位相を 45° 回転させたものの複素共役と前記逆拡散手段のI、Q出力とを複素乗算した結果と、前記パイロットシンボルの位相を -45° 回転させたものの複素共役と前記逆拡散手段のI、Q出力とを複素乗算した結果との平均により、前記チャネル推定値を出力するチャネル推定手段（21）を有することを特徴とする請求項3に記載のスペクトラム拡散受信機。

【請求項6】 前記逆拡散手段は、拡散符号の位相より所定値だけ位相が進んだ進相の拡散符号と前記準同期検波手段のI、Q出力とを複素乗算して逆拡散を行う第

$$\begin{aligned} e^{j\theta A} \cdot e^{j\theta B} &= (A_i + jA_q) (=B_i + jB_q) \\ &= (A_i \cdot B_i - A_q \cdot B_q) + j(A_q \cdot B_i + A_i \cdot B_q) \end{aligned}$$

ここで、情報シンボルがQPSK変調され、逆拡散を行うための拡散符号のシンボルがIQ平面上で 45° 、 135° 、 -45° 、 -135° に配置されていると、 B_i 、 B_q はIQ平面上で ± 1 の値をとるため、数式1に示すような加算（足し算）が必要になり、処理が複雑化

1の逆拡散手段（31）と、拡散符号の位相より前記所定値だけ位相が遅れた遅相の拡散符号と前記準同期検波手段のI、Q出力とを複素乗算して逆拡散を行う第2の逆拡散手段（32）であって、前記第1の逆拡散手段のI、Q出力のパワーと、前記第2の逆拡散手段のI、Q出力のパワーとが等しくなるように、前記拡散符号の位相を制御する位相制御手段（30）に用いられるものであることを特徴とする請求項1ないし3のいずれか1つに記載のスペクトラム拡散受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、スペクトラム拡散受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、符号分割多元接続（CDMA）方式を用いた通信方式では、送信時に、QPSK変調された情報シンボルが、拡散符号によってスペクトラム拡散され、搬送波によって直交変調されて送信される。また、受信機においては、受信信号が、準同期検波回路によって準同期検波される。この準同期検波された準同期検波信号は、複数のフィンガの各々で、送信に用いた拡散符号と同じ拡散符号によって逆拡散され、さらにチャネル推定を用いて同期検波が行われる。各フィンガからの同期検波出力、すなわち復調信号は、コンバイナで合成される。

【0003】また、フィンガの各々には、拡散符号の同期追従を行うためにDLL（Delay Locked Loop）回路が設けられている。このDLL回路は、位相が $1/2$ チップ進んだ拡散符号を用いて準同期検波信号を逆拡散した相関値の大きさと、位相が $1/2$ チップ遅れた拡散符号を用いて準同期検波信号を逆拡散した相関値の大きさに基づき、両相関値の大きさの差が0になるように、拡散符号の位相を制御する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】上記した逆拡散を行う場合、準同期検波信号（任意の位相の複素数で表されるもの）に拡散符号の複素共役が複素乗算される。この複素乗算は、準同期検波信号を $e^{j\theta A} (=A_i + jA_q)$ 、拡散符号の複素共役を $e^{j\theta B} (=B_i + jB_q)$ とすると、数式1のようにして行われる。

【0005】

【数1】

する。

【0006】本発明は上記問題に鑑みたもので、逆拡散処理を簡単に行えるようにすることを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明者らは、逆拡散処

理を簡単にするため、 45° 、 135° 、 -45° 、 -135° に配置されたシンボルを $\pm 45^\circ$ の倍数だけ回転させれば、 0° 、 90° 、 -90° 、 -180° になり、複素乗算が簡単になると考えた。例えば、図7に示すように、位相を 45° 回転させて $\theta B'$ ($=\theta B - 45^\circ$)としたとき、 $B i'$ 、 $B q'$ はI Q平面上で ± 1 、0の値をとるため、乗算結果は以下の4つの場合となる。但し、乗算結果の振幅は $1/2^{1/2}$ となる。

$B i' = 1$ 、 $B q' = 0$ のとき、乗算結果は、 $(A i) + j (A q)$

$B i' = 0$ 、 $B q' = 1$ のとき、乗算結果は、 $(-A q) + j (A i)$

$B i' = -1$ 、 $B q' = 0$ のとき、乗算結果は、 $(-A i) + j (-A q)$

$B i' = 0$ 、 $B q' = -1$ のとき、乗算結果は、 $(A q) + j (-A i)$

従って、この4つの場合をセレクト等の選択手段で選択すれば、乗算結果を簡単に得ることができる。なお、上記4つの場合のいずれであるかは、シンボルの配置を判定することにより、求めることができる。

【0008】本発明は上記した検討をもとになされたもので、請求項1に記載の発明では、受信信号を準同期検波する準同期検波手段のI、Q出力と拡散符号の複素共役を複素乗算して逆拡散を行う逆拡散手段(10、31、32)を備えたスペクトラム拡散受信機において、前記逆拡散手段として、準同期検波手段のI、Q出力の正負反転信号 $-I$ 、 $-Q$ をそれぞれ生成する正負反転手段(11a、11b)と、準同期検波手段のI、Q出力とその正負反転信号 $-I$ 、 $-Q$ の中から拡散符号のI Q平面上での配置に応じたものを選択し、前記複素乗算の結果として出力する選択手段(11c)とを有して構成したことを特徴としている。

【0009】このように正負反転手段と選択手段を用いて複素乗算を行うことができるため、逆拡散処理を簡単に行うことができる。

【0010】この場合、具体的には、請求項2に記載の発明のように、拡散符号のI Q平面上での配置と、準同期検波手段のI、Q出力とその正負反転信号 $-I$ 、 $-Q$ の中から選択するものとを対応させたテーブルに基づいて選択を行うようにすることができる。

【0011】また、前記拡散符号としては、請求項3に記載の発明のように、I Q平面上で 45° 、 135° 、 -45° 、 -135° に配置されるようにQPSK変調されたものを用いることができ、この場合、逆拡散手段のI、Q出力は、位相が $\pm 45^\circ$ 回転したものになる。

【0012】なお、逆拡散手段としては、請求項4に記載の発明のように、そのI、Q出力が同期検波手段(20)に入力されるものとすることができる。この場合、同期検波手段として、位相が逆拡散手段のI、Q出力と同じだけ回転したチャンネル推定値の複素共役と逆拡散手

段のI、Q出力とを複素乗算して復調信号を出力するものを用いれば、位相回転を行わないものと同様の復調信号を得ることができる。

【0013】このようなチャンネル推定値は、請求項5に記載の発明により得ることができる。すなわち、パイロットシンボルの位相を 45° 回転させたものの複素共役と逆拡散手段のI、Q出力とを複素乗算した結果と、パイロットシンボルの位相を -45° 回転させたものの複素共役と逆拡散手段のI、Q出力とを複素乗算した結果とを平均することにより、位相が逆拡散手段のI、Q出力と同じだけ回転したチャンネル推定値を得ることができる。

【0014】また、逆拡散手段としては、請求項6に記載の発明のように、位相制御手段(30)における、進相の拡散符号と準同期検波手段のI、Q出力とを複素乗算して逆拡散を行う第1の逆拡散手段(31)と、遅相の拡散符号と準同期検波手段のI、Q出力とを複素乗算して逆拡散を行う第2の逆拡散手段(32)とすることができる。

【0015】なお、上記各手段の括弧内の符号は、後述する実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示すものである。

【0016】

【発明の実施の形態】図1に、本発明の一実施形態にかかるスペクトラム受信機における1つのフィンガの構成を示す。

【0017】受信機において、受信された信号は、図示しない準同期検波回路に入力され、この準同期検波回路で受信信号の準同期検波が行われて、同期検波信号が出力される。この準同期検波信号は、同相成分(実数部)I、直交成分(虚数部)Qの複素数で表現されるもので、数式2で表される。

【0018】

【数2】 $A(t) \cdot e^{j\theta d} \cdot e^{j\theta c} \cdot e^{j\theta(t)}$

ここで、 $A(t)$ は振幅、 $e^{j\theta d}$ は送信信号の情報シンボル、 $e^{j\theta c}$ は送信に用いた拡散符号、 $e^{j\theta(t)}$ はフェージングによる位相変動、受信機の発振器の周波数ずれによる位相変動を示している。

【0019】各フィンガにおいて、準同期検波信号は、逆拡散回路20に入力される。逆拡散回路20は、複素乗算回路11と積分器12、13から構成されており、送信に用いたのと同じコード、同位相の拡散符号 C_i 、 C_q (C_i は実数部、 C_q は虚数部)の複素共役と準同期検波信号を複素乗算回路11で複素乗算し、その実数部Iを積分器12で相関検出(1シンボル長積分)するとともに虚数部Qを積分器13で相関検出して、逆拡散信号(相関値)を出力する。この逆拡散信号は、振幅成分を $R(t)$ とすると、数式3で表される。

【0020】

【数3】 $R(t) \cdot e^{j\theta d} \cdot e^{j\theta(t)}$

この出力された逆拡散信号は、同期検波回路20に入力される。同期検波回路20は、チャネル推定回路21と複素乗算回路22から構成されている。チャネル推定回路21は、パイロットシンボル（既知の位相情報を有し、スロット毎に複数個配置されたもの） D_i 、 D_q

（ D_i は実数部、 D_q は虚数部）の複素共役と逆拡散信号の複素乗算を行い、過去数回の乗算結果の平均をとってチャネル推定値を求める。このチャネル推定値は、数式4で表される。

【0021】

$$\text{【数4】 } 2^{1/2} \cdot R(t) \cdot e^{j\theta(t)}$$

このチャネル推定値の複素共役と逆拡散信号とを複素乗算回路22で複素乗算すると、数式5で示される同期検波出力、すなわち復調信号が得られる。

【0022】

$$\text{【数5】 } R(t) \cdot e^{j\theta_d} \cdot e^{j\theta(t)} \cdot 2^{1/2} \cdot R(t) \cdot e^{-j\theta(t)} = 2^{1/2} \cdot R(t) \cdot 2 \cdot e^{j\theta_d}$$

また、準同期検波信号は、DLL回路30に入力される。このDLL回路30は、位相が所定値、例えば1/2チップ進んだ進相の拡散符号を用いて準同期検波信号を逆拡散した逆拡散信号（相関値）と、位相が1/2チップ遅れた遅相の拡散符号を用いて準同期検波信号を逆拡散した逆拡散信号（相関値）を用い、両相関値の大きさ（パワーもしくは電力）を求めて、その差が0になるように、拡散符号 C_i 、 C_q の位相を制御する。

【0023】このため、DLL回路30では、拡散符号 C_i 、 C_q に対し位相が1/2チップ進んだ進相の拡散符号 $C_i(\tau+0.5)$ 、 $C_q(\tau+0.5)$ を用い、その複素共役と準同期検波信号を複素乗算回路301で複素乗算し、その実数部を積分器302で相関検出するとともに虚数部を積分器303で相関検出する。これら複素乗算回路301、積分器302、303は、準同期検波信号を進相の拡散符号を用いて逆拡散する逆拡散回路31を構成している。そして、積分器302の出力を二乗器304で二乗し、積分器303の出力を二乗器305で二乗して、両二乗結果を加算器306で加算する。このことにより、位相が1/2チップ進んだ拡散符号 $C_i(\tau+0.5)$ 、 $C_q(\tau+0.5)$ と準同期検波信号の相関値の大きさが得られる。

【0024】また、拡散符号 $C_i(\tau)$ 、 $C_q(\tau)$ に対し位相が1/2チップ遅れた遅相の拡散符号 $C_i(\tau-0.5)$ 、 $C_q(\tau-0.5)$ を用い、複素乗算回路307、積分器308、309による逆拡散回路32にて準同期検波信号を遅相の拡散符号を用いて逆拡散する。そして、積分器308の出力を二乗器310で二乗し、積分器309の出力を二乗器311で二乗して、両二乗結果を加算器312で加算する。このことにより、位相が1/2チップ遅れた拡散符号 $C_i(\tau-0.5)$ 、 $C_q(\tau-0.5)$ と準同期検波信号の相関値の大きさが得られる。

【0025】なお、上記した τ は、このDLL回路30によって位相制御される拡散符号 C_i 、 C_q の位相差を示している。同期がとれているときには位相差 τ は0になる。

【0026】加算器306と加算器312のそれぞれの出力は、加算器313に入力される。加算器313は、加算器306の出力と加算器312の出力の差、すなわち1/2チップ位相が進んだところの相関値の大きさと、1/2チップ位相が遅れたところの相関値の大きさの差DLL(τ)を求める。相関値の大きさは、図2に示すように、同期がとれて位相差 τ が0のとき最も大きくなる。このとき、1/2チップ位相が進んだところの相関値の大きさと、1/2チップ位相が遅れたところの相関値の大きさは等しくなり、加算器313の出力DLL(τ)は0になる。しかし、位相がずれていると、1/2チップ位相が進んだところの相関値の大きさと、1/2チップ位相が遅れたところの相関値の大きさに差が生じ、加算器313の出力DLL(τ)は0にならず、所定の大きさをもつことになる。

【0027】加算器313の出力DLL(τ)は、ローパスフィルタ(LPF)314を介して位相制御拡散符号発生器315に入力される。この位相制御拡散符号発生器315では、加算器313の出力DLL(τ)が0になるように、拡散符号 $C_i(\tau)$ 、 $C_q(\tau)$ 、 $C_i(\tau+0.5)$ 、 $C_q(\tau+0.5)$ 、 $C_i(\tau-0.5)$ 、 $C_q(\tau-0.5)$ を生成する。このことにより、加算器313の出力DLL(τ)が0になるように、すなわち1/2チップ位相が進んだところの相関値の大きさと、1/2チップ位相が遅れたところの相関値の大きさとが等しくなるように、位相追従制御が行われる。

【0028】上記した構成によれば、準同期検波回路から出力された準同期検波信号が、逆拡散回路10で逆拡散され、さらに同期検波回路20で同期検波されて復調信号得られる。また、DLL回路30で拡散符号 C_i 、 C_q の位相制御が行われる。なお、各フィンガから出力される復調信号は、図示しないコンバイナで合成される。

【0029】次に、上記した拡散回路10における複素乗算回路11について説明する。この複素乗算回路11は、拡散符号 C_i 、 C_q の位相を45°回転させたものの複素共役と準同期検波信号とを複素乗算する位相回転複素乗算回路となっている。

【0030】図3に、その具体的な構成を示す。複素乗算回路11は、準同期検波信号の実数部Iを正負反転して正負反転信号-Iを出力する正負反転回路11aと、準同期検波信号の虚数部Qを正負反転して正負反転信号-Qを出力する正負反転回路11bと、拡散符号 C_i 、 C_q の値に応じ、準同期検波信号のI、Q出力とそれらの正負反転信号-I、-Qを、図4に示すテーブルに従

って選択し出力するセクタ11cとから構成されている。

【0031】ここで、拡散符号 C_i 、 C_q は、QPSK変調の場合、図4に示すように、 $(1, 1)$ 、 $(-1, 1)$ 、 $(-1, -1)$ 、 $(1, -1)$ の4値をとる。この拡散符号 C_i 、 C_q の位相を 45° 回転させたときの拡散符号 C_i' 、 C_q' は、 $(1, 0)$ 、 $(0, 1)$ 、 $(-1, 0)$ 、 $(0, -1)$ となり、その複素共役 C_i' 、 $-C_q'$ は、 $(1, 0)$ 、 $(0, -1)$ 、 $(-1, 0)$ 、 $(0, 1)$ となる。そして、その複素共役 C_i' 、 $-C_q'$ と準同期検波信号の I 、 Q 出力を複素乗算したものは、 (I, Q) 、 $(Q, -I)$ 、 $(-I, -Q)$ 、 $(-Q, I)$ となる。

【0032】従って、図3に示すテーブルを用い、拡散符号 C_i 、 C_q の値に応じ（すなわち拡散符号 C_i 、 C_q の IQ 平面上での配置に応じ）て、セクタ11cで I 、 Q 、 $-I$ 、 $-Q$ の中から出力すべき信号を選択するようにすれば、複素乗算した結果が得られる。但し、その出力されたものは、位相が 45° 回転したものとなっており、数式6で表される。

【0033】

$$\text{【数6】 } R(t) \cdot e^{j\theta d} \cdot e^{j\theta(t)} \cdot e^{j45^\circ}$$

次に、同期検波回路20のチャンネル推定回路21における複素乗算回路211について説明する。この複素乗算回路211も位相回転複素乗算回路となっている。

【0034】図5に、その具体的な構成を示す。この複素乗算回路211は、上記した複素乗算回路11と同様、正負反転回路211a、211bと、セクタ211cとから構成されている。但し、このセクタ211cは、パイロットシンボル D_i 、 D_q の位相を 45° 回転させたものの複素共役と逆拡散回路10の I 、 Q 出力とを複素乗算したものと、パイロットシンボル D_i 、 D_q の位相を -45° 回転させたものの複素共役と逆拡散回路10の I 、 Q 出力とを複素乗算したものとを、パイロットシンボル毎に交互に出力するようになっている。

【0035】これは、逆拡散回路10の I 、 Q 出力が、数式6に示すように、既に位相が 45° 回転したものとなっているため、それに対し、パイロットシンボル D_i 、 D_q の位相を 45° 回転させたものの複素共役との複素乗算を行うと、さらに位相が 45° 回転してしまうからである。

【0036】そこで、この実施形態では、セクタ211cに、パイロットシンボル D_i 、 D_q の位相を 45° 回転させたものに対する I' 、 Q' 出力を選択するテーブル（図5（a）参照）と、パイロットシンボル D_i 、 D_q の位相を -45° 回転させたものに対する I' 、 Q' 出力を選択するテーブル（図5（b）参照）を用意しておき、そのテーブルを切り替えて、乗算結果 I' 、 Q' を出力するようにしている。なお、上記したテーブルの切り替えは、この受信機の全体の制御を行うコントローラ1

00からのテーブル切り替え信号（パイロットシンボル毎に使用するテーブルを切り替えるための信号）に基づいて行われる。なお、テーブルの切り替えを行う切り替え手段としては、コントローラ100以外に、専用のテーブル切り替え回路を用いるようにしてもよい。

【0037】このように、パイロットシンボル D_i 、 D_q の位相を 45° 回転させたものの複素共役と、 -45° 回転させたものの複素共役を用いて交互に複素乗算して、パイロットシンボルの位相を $\pm 45^\circ$ 変動させたものとし、その平均値からチャンネル推定値を得ることにより、位相を回転させないチャンネル推定値を得ることができる。すなわち、複素乗算回路211からの出力は、数式7に示すようになり、その出力の n 個（偶数個）の平均をとることにより、数式8で示すチャンネル推定値が求められる。

【0038】

$$\text{【数7】 } R(t) \cdot e^{j\theta d} \cdot e^{j\theta(t)} \cdot e^{j45^\circ} \cdot e^{j(\theta d \pm 45^\circ)} = R(t) \cdot e^{j\theta(t)} \cdot e^{j45^\circ} \cdot e^{\pm j45^\circ}$$

【0039】

$$\text{【数8】 } 2^{1/2} \cdot R(t) \cdot e^{j\theta(t)} \cdot e^{j45^\circ}$$

このチャンネル推定値の複素共役と逆拡散回路10の I 、 Q 出力とを複素乗算回路22で複素乗算すると、 45° の位相回転がキャンセルされ、数式5で示される復調信号が得られる。

【0040】また、DLL回路30における複素乗算回路301、307も位相回転複素乗算回路となっている。これらの複素乗算回路301、307は、図3に示す、拡散回路10の複素乗算回路11と同じ構成となっている。この場合、積分器302、303の相関値および積分器308、309の相関値は、数式3で示されるものに対し位相が 45° 回転したものとなっているが、DLL回路30では、 $1/2$ チップ位相が進んだところの相関値の大きさと、 $1/2$ チップ位相が遅れたところの相関値との大きさを比較しているため、位相回転を行わない従来のものと同様に、位相追従を行うことができる。

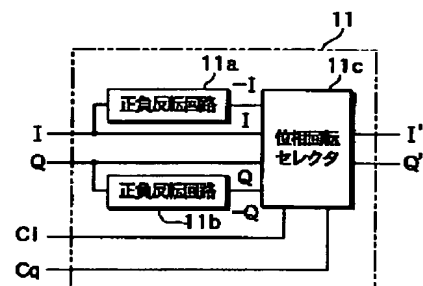
【0041】上記した実施形態によれば、逆拡散回路10の複素乗算回路11、DLL回路30の複素乗算回路301、307、チャンネル推定回路21の複素乗算回路211を、それぞれ位相回転複素乗算回路としているから、それらの回路における複素乗算を簡単に行うことができる。この場合、チャンネル推定回路21の複素乗算回路211において、 45° 回転させたものと -45° 回転させたものの2つのテーブルを用いて、複素乗算結果を出力し、推定値演算回路211における平均処理によって 45° 位相が回転したチャンネル推定値を得、これと 45° 位相が回転した逆拡散回路20の出力とを複素乗算回路22で複素乗算することにより、位相回転を行わない従来のものと同様の復調信号を得ることができる。

【0042】なお、上記した実施形態では、逆拡散回路

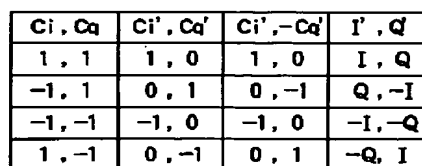
【図2】位相差と相関値の大きさの関係を示す図であ

10…逆拡散回路、11…複素乗算回路、11a、11b…正負反転回路、11c…セクタ、20…同期検波回路、21…チャネル推定部、211…複素乗算回路、212…推定値演算回路、211a、211b…正負反転回路、211c…セクタ、22…複素乗算回路、30…DLL回路、31、32…逆拡散回路、301、307…複素乗算回路。

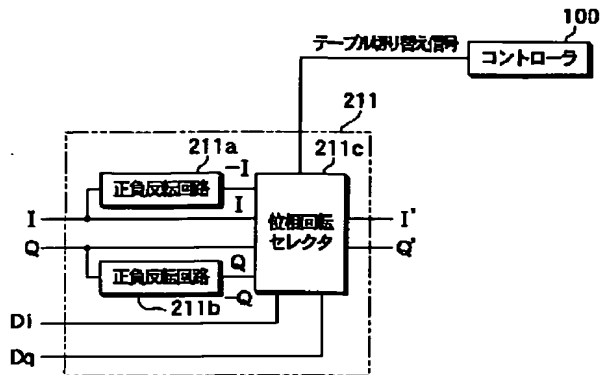
【図 3】



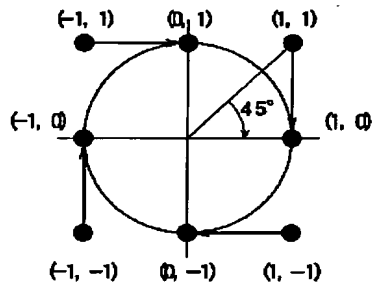
【図 4】



【図5】



【図7】



【図6】

(a)

D_i, D_q	D_i', D_q'	$D_i', -D_q'$	I', Q'
1, 1	1, 0	1, 0	I, Q
-1, 1	0, 1	0, -1	Q, -I
-1, -1	-1, 0	-1, 0	-I, -Q
1, -1	0, -1	0, 1	-Q, I

(b)

D_i, D_q	D_i', D_q'	$D_i', -D_q'$	I', Q'
1, 1	0, 1	0, -1	Q, -I
-1, 1	-1, 0	-1, 0	-I, -Q
-1, -1	0, -1	0, 1	-Q, I
1, -1	1, 0	1, 0	I, Q

フロントページの続き

(72)発明者 平山 雅人
愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会
社日本自動車部品総合研究所内

(72)発明者 石川 正幸
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

(72)発明者 寺澤 禎洋
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

(72)発明者 竹内 利浩
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE36
5K067 AA42 CC10 DD25

BEST AVAILABLE COPY